

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-220409

(43)Date of publication of application : 18.08.1995

(51)Int.Cl. G11B 20/18
G11B 20/18
G11B 20/10
H03M 13/12

(21)Application number : 06-012711

(71)Applicant : PIONEER ELECTRON CORP

(22)Date of filing : 04.02.1994

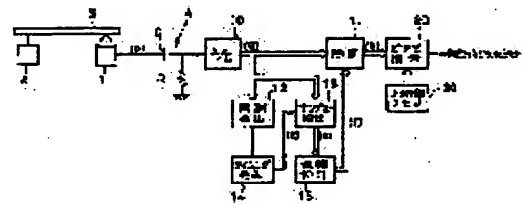
(72)Inventor : HAYASHI HIDEKI

(54) DIGITAL SIGNAL REPRODUCING DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To reproduce signal without any decoding deterioration of Viterbi signal by executing the Viterbi signal while compensating the amplitude fluctuation content even if the amplitude of a read signal fluctuates due to a mechanical position error on reproduction from a recording medium or a characteristic fluctuation of the recording medium.

CONSTITUTION: An optical pickup 1 detects the amplitude value of a read signal (p) based on each obtained sample value when tracing a mirror-surface part and a clock pit provided within a servo area of an optical disk 3 and divides each sample value of a sample value series (q) based on the detected amplitude value, thus obtaining a row of amplitude compensation sample values k. When the detected sample value is large, each sample value of series (q) is divided by the large amplitude value. When the detected amplitude value is small, the sample value of the series (q) is divided by the small amplitude, thus obtaining the series (k) where the amplitude fluctuation is compensated. Therefore, even if the signal (q) fluctuates, the amplitude of the series (k) becomes constant and a Viterbi decoder 20 reproduces digital signals without deteriorating decoding performance.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-220409

(43) 公開日 平成7年(1995)8月18日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 1 B 20/18	5 3 4 A	9074-5D		
	5 7 0 F	9074-5D		
20/10	3 4 1 B	9463-5D		
H 0 3 M 13/12		8730-5 J		

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平6-12711

(22) 出願日 平成6年(1994)2月4日

(71) 出願人 000005016

バイオニア株式会社

東京都目黒区目黒1丁目4番1号

(72) 発明者 林 英樹

埼玉県鶴ヶ島市富士見6丁目1番1号パイ

オニア株式会社総合研究所内

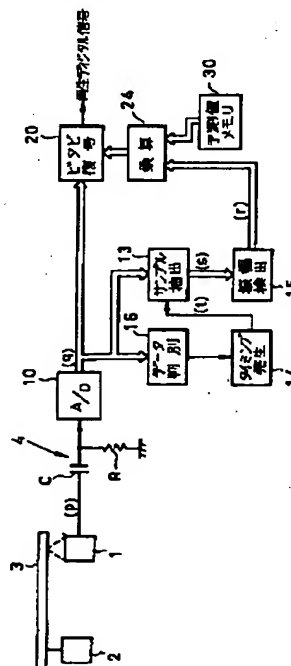
(74) 代理人 弁理士 藤村 元彦

(54) 【発明の名称】 デジタル信号再生装置

(57) 【要約】

【目的】 記録媒体からの情報再生における機械的な位置誤差、もしくは記録媒体の特性変動等の影響により読取信号に振幅変動が生じてしまっても、ビタビ復号器の復号性能を劣化させることなくデジタル信号の再生を行うことが可能なデジタル信号再生装置を提供することを目的とする。

【構成】 記録媒体から読み取られた読取信号をA/D変換してデジタルのサンプル値系列に変換し、かかるサンプル値系列中の最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求め、この振幅値をビタビ復号器における予測サンプル値の各々に一律に乗算したものを最終的な予測サンプル値としてビタビ復号器に供給する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル信号が記録されている記録媒体から読取られた読取信号から記録情報の再生を行って再生デジタル信号を得るデジタル信号再生装置であって、

前記読取信号を順次サンプリングしてデジタルのサンプル値系列に変換するA/D変換器と、

前記サンプル値系列中から最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値とを抽出するサンプル値抽出手段と、

前記最大サンプル値と前記最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求めてこの振幅値に応じた振幅信号を発生する振幅値検出手段と、

前記サンプル値系列中のサンプル値各々から前記振幅信号を除算した除算結果を振幅補正サンプル値として得る除算手段と、

前記振幅補正サンプル値に基づいて復号処理を行って再生デジタル信号を得る復号手段とを有することを特徴とするデジタル信号再生装置。

【請求項2】 前記記録媒体には同期検出用の鏡面部及び孤立ビットが形成されており、前記サンプル値抽出手段は前記サンプル値系列中から前記鏡面部に対応したサンプル値を前記最小サンプル値として抽出する一方前記孤立ビットに対応したサンプル値を前記最大サンプル値として抽出することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号再生装置。

【請求項3】 前記記録媒体には所定パターン信号が記録されており、前記サンプル値抽出手段は前記サンプル値系列中の前記所定パターン信号に対応した所定サンプル値系列中から前記最大サンプル値及び最小サンプル値を抽出することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号再生装置。

【請求項4】 前記記録媒体にはパーシャルレスポンス方式による情報信号が記録されており、前記サンプル値抽出手段は前記サンプル値系列中から所定第1レベルより大なるレベルを有するサンプル値を前記最大サンプル値として抽出する一方所定第2レベルより小なるレベルを有するサンプル値を前記最小サンプル値として抽出することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号再生装置。

【請求項5】 デジタル信号が記録されている記録媒体から読取られた読取信号から記録情報の再生を行って再生デジタル信号を得るデジタル信号再生装置であって、

前記読取信号を順次サンプリングしてデジタルのサンプル値系列に変換するA/D変換器と、

前記サンプル値系列中から最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値とを抽出するサンプル値抽出手段と、

前記最大サンプル値と前記最小サンプル値との減算結果

2

に基づいて振幅値を求めてこの振幅値に応じた振幅信号を発生する振幅値検出手段と、

前記サンプル値系列の各サンプル値として取り得る複数の予測サンプル値を記憶している予測値メモリと、

前記予測サンプル値各々に前記振幅信号を一律に乗算した乗算結果を振幅補正予測サンプル値として得る乗算手段と、

前記サンプル値系列の各サンプル値と前記振幅補正予測サンプル値各々の2乗誤差値の累算加算値が最小となるデータ系列を前記再生デジタル信号として復号するビット復号器とを有することを特徴とするデジタル信号再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、光ディスク、磁気ディスク、磁気テープ等の記録媒体に記録されているデジタル信号の再生装置に関する。

【0002】

【背景技術】 記録媒体に高密度記録されたデジタル信号を高い信頼性をもって復号する方法としてビット復号(Viterbi Algorithm)が知られている。このビット復号においては、かかる記録媒体から読み取られた読取信号を所定の閾値に基づいて「1」又は「0」の2値に判定するのではなく、読取信号をサンプリングして得られたサンプル値を連続した時系列として捉え、この時系列に基づいて確からしいデータ系列を得るものである。

【0003】 図1は、かかるビット復号を適用して光学式記録媒体としての光ディスクに高密度記録されたデジタル信号を再生するデジタル信号の再生装置の構成を示す図である。図において、光ピックアップ1は、スピンドルモータ2によって回転駆動される光ディスク3に光ビームを照射する。更に、光ピックアップ1は、かかる光ディスク3からの反射光を光電変換して読取信号(p)を得て、これをコンデンサC及び抵抗Rからなるバイパス回路4に供給する。

【0004】 かかる読取信号(p)の一例を図2(a)の実線にて示す。図2(a)において、読取信号(p)の波形変化を比較的長い期間にて眺めた場合、かかる読取信号(p)における信号レベルの最大値及び最小値は破線にて示されるが如く一定である。すなわち、比較的長い期間にて眺めた場合、読取信号(p)の振幅は一定であると言える。

【0005】 バイパス回路4は、光ピックアップ1から供給された読取信号(p)中の直流成分を除去してこれをA/D変換器10に供給する。A/D変換器10は、かかるバイパス回路4を介して光ピックアップ1から供給された読取信号を所定サンプルタイミングにてデジタルのサンプル値系列(q)に変換してこれをビット復号器20に供給する。予測値メモリ30には、サンプル値系列(q)の各サンプル値として取り得る理想的な値

3

(ノイズ等の影響を受けない場合に得られる値)としての複数の予測サンプル値が予め記憶されている。

【0006】ピタビ復号器20は、かかる予測値メモリ30に記憶されている各予測サンプル値を用いて、A/D変換器10から順次供給されてくるサンプル値系列(q)における状態遷移(この状態遷移の1つをブランチと称し、連続する状態遷移をパスと称する)を想定し、かかるブランチの確からしさを示すブランチメトリック、及びパスの確からしさを示すパスメトリックを計算する。ピタビ復号器20は、これらブランチメトリック及びパスメトリックに基づいて、確からしいデータ系列を復号する。

【0007】図3は、かかるピタビ復号器20の内部構成を示す図である。図において、ブランチメトリック演算回路21は、予測値メモリ30に記憶されている複数の予測サンプル値各々と、サンプル値系列(q)における各サンプル値との2乗誤差、すなわち $\{[\text{サンプル値系列}(q)] - [\text{予測サンプル値}]\}^2$ を夫々求め、これらをブランチメトリック信号としてパスメトリック演算回路22に供給する。パスメトリック演算回路22は、かかるブランチメトリック信号の累算加算値を各パス毎に計算してパスメトリックを得て、かかる累算加算値が最小となるパスを示すパス選択信号をバスメモリ23に供給する。バスメモリ23は、パス選択信号に応じて、「0」及び「1」の2値からなるデータ系列を更新しつつこれを再生デジタル信号として順次出力する。

【0008】図4は、バスメモリ23の内部構成の一例を示す図である。図において、パス選択信号Aが論理「0」である場合、フリップフロップF1～F4からなるレジスタは、かかるフリップフロップF1～F4の各々に記憶されている2値のデジタル信号をシフトしつつ、順次フリップフロップF4から出力する。この間、フリップフロップF1は、セレクトaS1を介して供給されてくる論理「0」の信号を取り込みこれを記憶する。一方、パス選択信号Aが論理「1」である場合、フリップフロップF2～F4からなるレジスタは、フリップフロップF5ないしF7の各々に記憶されている2値のデジタル信号を夫々取り込み記憶する。この間、フリップフロップF1は、セレクトaS1を介して供給されてくる論理「1」の信号を取り込みこれを記憶する。又、パス選択信号Bが論理「0」である場合、フリップフロップF6～F8からなるレジスタは、フリップフロップF1ないしF3の各々に記憶されている2値のデジタル信号を夫々取り込み記憶する。この間、フリップフロップF5は、セレクトaS5を介して供給されてくる論理「0」の信号を取り込みこれを記憶する。一方、パス選択信号Bが論理「1」である場合、フリップフロップF5～F8からなるレジスタは、かかるフリップフロップF5～F8の各々に記憶されている2値のデジタル信号をシフトする。この間、フリップフロップF5は、セ

4

レクトaS5を介して供給されてくる論理「1」の信号を取り込みこれを記憶する。尚、上述の如きフリップフロップF1～F8の動作は、所定クロックタイミング(図示せず)毎に実行されるものである。

【0009】かかる構成により、フリップフロップF1～F4からなるレジスタに記憶されている「0」及び「1」の2値からなるデータ系列が、パス選択信号に応じて更新されつつ再生デジタル信号として順次出力されるのである。尚、上記図4の実施例においては、そのシフト段数を4ビット構成としているが、実際には20～200ビット構成のものが使用されることが多い。

【0010】以上の如く、ピタビ復号器20は、A/D変換器10から供給されたサンプル値系列(q)の各サンプル値と、予測値メモリ30に記憶されている複数の予測サンプル値の各々に基づいてブランチメトリック及びパスメトリックを算出し、これにより、入力系列に対して最も2乗誤差が小となるデータ系列を復号して再生デジタル信号とするものである。かかるピタビ復号を行うことにより、読取信号(p)のS/Nが低い場合であっても信頼性の高いデータ復号が可能となる。

【0011】ここで、図1に示される光ピックアップ1においては、フォーカスサーボ及びトラッキングサーボ(図示せず)の実行により、光ディスク3自体に面ブレ、偏心及び傾き等の機械的変動が生じていても、かかる光ディスク3上の記録トラックを正確に追従しつつ情報読み取りを行うことが出来る。しかしながら、かかるサーボ系が正常に動作していても、機械的変動の大きさによっては追従しきれない位置誤差が残留する場合がある。又、光ディスク3自体の反射率及び屈折率等の如き光学的特性が変動してしまう場合も生じる。これら残留誤差もしくは光学的特性の変動等が発生すると読取信号(p)の振幅量は図2(b)実線にて示されるが如く変動する。よって、この際ピタビ復号器20には、かかる振幅変動に応じたサンプル値が供給されることになる。

【0012】ここで、前述した如き、所定閾値との大小比較により「0」、「1」の判定を行う2値判定法においては、たとえ読取信号(p)に上述の如き振幅変動が生じていても、この影響を受けずにデジタル信号の再生が可能である。しかしながら、ピタビ復号においては、読取信号(p)のレベル値自体を計算パラメータとして用いてデジタル信号の復号を行うので、かかる読取信号(p)に図2(b)の如き振幅変動が生じると、復号性能が劣化するという問題が発生する。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、かかる問題を解決すべくなされたものであり、記録媒体からの情報再生における機械的な位置誤差、もしくは記録媒体の特性変動等の影響により読取信号に振幅変動が生じてしまっても、ピタビ復号器の復号性能を劣化させることなくデジタル信号の再生を行うことが可能なデジタル信

号再生装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の第1の特徴によるデジタル信号再生装置は、デジタル信号が記録されている記録媒体から読取られた読取信号から記録情報の再生を行って再生デジタル信号を得るデジタル信号再生装置であって、前記読取信号を順次サンプリングしてデジタルのサンプル値系列に変換するA/D変換器と、前記サンプル値系列中から最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値とを抽出するサンプル値抽出手段と、前記最大サンプル値と前記最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求めてこの振幅値に応じた振幅信号を発生する振幅値検出手段と、前記サンプル値系列中のサンプル値各々から前記振幅信号を除算した除算結果を振幅補正サンプル値として得る除算手段と、前記振幅補正サンプル値に基づいて復号処理を行って再生デジタル信号を得る復号手段とを有する。

【0015】本発明の第2の特徴によるデジタル信号再生装置は、デジタル信号が記録されている記録媒体から読取られた読取信号から記録情報の再生を行って再生デジタル信号を得るデジタル信号再生装置であって、前記読取信号を順次サンプリングしてデジタルのサンプル値系列に変換するA/D変換器と、前記サンプル値系列中から最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値とを抽出するサンプル値抽出手段と、前記最大サンプル値と前記最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求めてこの振幅値に応じた振幅信号を発生する振幅値検出手段と、前記サンプル値系列の各サンプル値として取り得る複数の予測サンプル値を記憶している予測値メモリと、前記予測サンプル値各々に前記振幅信号を一律に乗算した乗算結果を振幅補正予測サンプル値として得る乗算手段と、前記サンプル値系列の各サンプル値と前記振幅補正予測サンプル値各々の2乗誤差値の累算加算値が最小となるデータ系列を前記再生デジタル信号として復号するビタビ復号器とを有する。

【0016】

【作用】本発明の第1の特徴によるデジタル信号再生装置は、記録媒体から読み取られた読取信号をA/D変換してデジタルのサンプル値系列に変換し、かかるサンプル値系列中の最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求め、上記A/D変換されたサンプル値の各々を一律にこの振幅値で除算することにより振幅変動が補正された補正サンプル値を得る。

【0017】本発明の第2の特徴によるデジタル信号再生装置は、記録媒体から読み取られた読取信号をA/D変換してデジタルのサンプル値系列に変換し、かかるサンプル値系列中の最大レベルを有する最大サンプル

値と最小レベルを有する最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求め、この振幅値をビタビ復号器における予測サンプル値の各々に一律に乗算したものを最終的な予測サンプル値としてビタビ復号器に供給する。

【0018】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明する。図5は、本発明の第1の特徴によるデジタル信号再生装置の構成を示す図である。図において、光ピックアップ1は、スピンドルモータ2によって回転駆動される光ディスク3に光ビームを照射する。かかる光ディスク3は、例えばサーボエリア及びデータエリアを情報読取方向に対して周期的に交互に配置したサンプルサーボ方式による記録ディスクである。

【0019】図6は、かかるサンプルサーボ方式による光ディスク3の構成の一例を示す図である。図の如く、かかる光ディスク3におけるサーボエリアには、トラッキングサーボ用のウォブルビットP_v、同期検出用及びフォーカスサーボ用の鏡面部D、及び再生クロックの位相検出用の孤立ビットであるクロックビットP_c、の各々が各記録トラック毎に形成されている。

【0020】光ピックアップ1は、かかる光ディスク3からの反射光を光電変換して読取信号(p)を得て、これをコンデンサC及び抵抗Rからなるバイパス回路4に供給する。バイパス回路4は、光ピックアップ1から供給された読取信号(p)中の直流成分を除去してこれをA/D変換器10に供給する。A/D変換器10は、かかるバイパス回路4を介して光ピックアップ1から供給された読取信号を所定サンプルタイミングにてデジタルのサンプル値系列(q)に変換してこれを除算回路11、同期検出回路12及びサンプル値抽出回路13に夫々供給する。

【0021】同期検出回路12は、A/D変換器10から連続して供給されてくるサンプル値系列(q)の各サンプル値が図6に示されるが如き同期検出用の鏡面部Dに対応したものであるかを検出して検出信号をタイミング発生回路14に供給する。タイミング発生回路14は、かかる検出信号に基づいてパルス信号を2つ発生してこれをタイミング信号(t)としてサンプル値抽出回路13に供給する。このパルス信号の1つは、A/D変換器10が鏡面部Dに対応しているサンプル値を出力しているタイミングにて発生され、かかるパルス信号の他の1つは、A/D変換器10が図6にて示されるクロックビットP_cに対応しているサンプル値を出力しているタイミングにて発生される。サンプル値抽出回路13は、A/D変換器10から連続して供給されてくるサンプル値系列(q)の内、上記タイミング信号(t)の発生期間内に得られた各サンプル値を抽出してこれを振幅検出用サンプル値(s)として振幅値検出回路15に供給する。振幅値検出回路15は、かかる振幅検出用サンプル値(s)の各値同士を減算して振幅値を求め、この

振幅値に対応した振幅信号 (r) を除算回路 11 に供給する。除算回路 11 は、上記サンプル値系列 (q) の各サンプル値を振幅信号 (r) にて除算し、この際得られた除算結果を振幅補正サンプル値系列 (k) としてビタビ復号器 20 に供給する。

【0022】尚、ビタビ復号器 20 は、図 3 に示されるが如き構成と同一構成であるので説明は省略する。図 7 は、かかる構成における動作波形の一例を示す図である。図においては、光ピックアップ 1 が光ディスク 3 のサーボエリアをトレースした際に得られる各内部信号波形を示すものである。尚、かかる図 7 において、図 5 に付されている符号と同一符号の信号は同一信号を示している。

【0023】この際、A/D 変換器 10 は、かかるサーボエリア内に形成されている鏡面部 D、クロックビット P_c に対応しているサンプル値系列 (q) を同期検出回路 12 及びサンプル値抽出回路 13 夫々に供給する。タイミング発生回路 14 は、A/D 変換器 10 が上記鏡面部 D に対応しているサンプル値を出力しているタイミング t₁、及び上記クロックビット P_c に対応しているサンプル値を出力しているタイミング t₂ にて、図の如きタイミング信号 (t) を発生する。サンプル値抽出回路 13 は、サンプル値系列 (q) の中から、かかるタイミング t₁ 及び t₂ のタイミングにて得られたサンプル値 S₁ 及び S₂ を振幅検出用サンプル値 (s) として抽出する。振幅値検出回路 15 は、かかる振幅検出用サンプル値 (s) としてのサンプル値 S₁ 及び S₂ 同士を減算して振幅値 R を求め、かかる振幅値 R に対応した振幅信号 (r) を除算回路 11 に供給する。除算回路 11 は、A/D 変換器 10 から連続して供給されてくるサンプル値系列 (q) の各サンプル値を、上述の振幅値 R にて除算してこの際得られた除算結果を振幅補正サンプル値系列 (k) としてビタビ復号器 20 に供給する。

【0024】以上の如く、かかる構成においては、光ピックアップ 1 が光ディスク 3 のサーボエリア内に設けられた鏡面部 D 及びクロックビット P_c をトレースする際に得られた各サンプル値に基づいて読取信号 (p) の振幅値を検出し、この検出された振幅値にてサンプル値系列 (q) の各サンプル値を除算することにより、振幅補正サンプル値系列 (k) を得る構成としている。

【0025】よって、上述の如く検出された振幅値が大なる場合は、この大なる振幅値にてサンプル値系列 (q) の各サンプル値が除算される一方、検出された振幅値が小なる場合は、この小なる振幅値にてサンプル値系列 (q) の各サンプル値が除算されるので、振幅変動が補正された振幅補正サンプル値系列 (k) が得られるのである。

【0026】従って、読取信号 (p) に振幅変動が生じて A/D 変換器 10 から連続して供給されてくるサンプル値系列 (q) が図 8 の如く変動したものとなっても、

ビタビ復号器 20 に供給される振幅補正サンプル値系列 (k) の振幅値は一定となり、ビタビ復号器 20 はその復号性能を劣化させることなくデジタル信号の再生を行うことが可能となるのである。

【0027】尚、上記実施例においては、光ディスク 3 のサーボエリア内のサンプル値に基づいて振幅信号 (r) を生成するようにしているが、かかる構成に限定されるものではない。例えば、光ディスク 3 の特定エリアに、所定信号パターン (例えば、単一周波数の繰り返し信号パターン) を記録しておき、同期検出回路 12 及びタイミング発生回路 14 により、かかる特定エリアに対する情報読み取り期間にてタイミング信号 (t) を発生する構成としても良いのである。

【0028】図 9 はかかる構成における動作波形の一例を示す図である。図の如く、サンプル値抽出回路 13 は、上記サンプル値系列 (q) の内、タイミング信号 (t) の発生期間内に得られたサンプル値、すなわち上述の所定信号パターンに対応したサンプル値を振幅検出用サンプル値 (s) として抽出する。この際、振幅値検出回路 15 は、かかる振幅検出用サンプル値 (s) の各サンプル値における最大値と最小値との減算を行って振幅値を求め、これを振幅信号 (r) として生成するのである。

【0029】又、上記の如きデジタル信号の記録再生系をパースシャルレスポンス伝送系 (Partial Response System) として考えると、A/D 変換器 10 にて得られるサンプル値系列 (q) における各サンプル値の取り得る値は限定される。ここで、かかるパースシャルレスポンス伝送系として PR (1, 1) 方式を適用した場合、サンプル値系列 (q) として理想的に取り得る値は、例えば {-1, 0, 1} の 3 値となる。

【0030】そこで、かかるサンプル値系列 (q) の各サンプル値の内、理想的に取り得る値の最大値としての「1」、もしくは最小値としての「-1」に対応したサンプル値を夫々抽出して、これらを振幅検出用サンプル値 (s) とする構成としても良いのである。図 10 は、かかる構成からなるデジタル信号再生装置の一例、図 11 は、かかる構成における動作波形の一例を示す図である。

【0031】尚、図において図 5 と同一機能モジュールには同一符号が付されている。かかる図において、A/D 変換器 10 にて得られたサンプル値系列 (q) は、除算回路 11、データ判別回路 16 及びサンプル値抽出回路 13 に夫々供給される。データ判別回路 16 は、サンプル値系列 (q) における各サンプル値のレベルが、-0.5 未満であるか、もしくは 0.5 以上である場合にデータ判別信号を発生してこれをタイミング発生回路 14 に供給する。タイミング発生回路 14 は、かかるデータ判別信号に応じて所定パルス幅のタイミング信号 (t) を発生し、これをサンプル値抽出回路 13 に供給する。

9

サンプル値抽出回路13は、A/D変換器10から連続して供給されてくるサンプル値系列(q)の内、上記タイミング信号(t)の発生期間内に得られた各サンプル値を抽出し、これを振幅検出用サンプル値(s)として振幅値検出回路15に供給する。振幅値検出回路15は、かかる振幅検出用サンプル値(s)の内、そのレベルが0.5以上である振幅検出用サンプル値と、-0.5未満である振幅検出用サンプル値との減算結果により振幅値を求めてこれを振幅信号(r)として除算回路11に供給する。除算回路11は、上記サンプル値系列(q)の各サンプル値を一律に上述の振幅信号(r)にて除算し、この際得られた除算結果を振幅補正サンプル値系列(k)としてビタビ復号器20に供給する。

【0032】要するに、サンプル値系列(q)の中から抽出した最大レベルである最大サンプル値と最小レベルである最小サンプル値とを減算して振幅値を求め、かかるサンプル値系列(q)の各サンプル値を一律にこの振幅値にて除算したものを振幅補正サンプル値(k)とすれば良いのである。又、上記実施例においては、除算回路11を用いてサンプル値系列(q)から振幅信号(r)を除算することにより振幅補正された振幅補正サンプル値(k)を得る構成について説明したが、以下に、この除算回路11を用いずに振幅補正を行う構成について説明する。

【0033】図12は、かかる点に鑑みてなされた本発明の第2の特徴によるデジタル信号再生装置の構成を示す図である。図12においては、デジタル信号の記録再生系をPR(1,1)のパーシャルレスポンス伝送系とした場合に適用されるデジタル信号再生装置の構成の一例を示すものである。

【0034】図において、光ピックアップ1は、スピンドルモータ2によって回転駆動される光ディスク3に光ビームを照射する。更に、光ピックアップ1は、かかる光ディスク3からの反射光を光電変換して読取信号(p)を得て、これをコンデンサC及び抵抗Rからなるバイパス回路4に供給する。バイパス回路4は、光ピックアップ1から供給された読取信号(p)中の直流成分を除去してこれをA/D変換器10に供給する。A/D変換器10は、かかるバイパス回路4を介して光ピックアップ1から供給された読取信号を所定サンプルタイミングにてデジタルのサンプル値系列(q)に変換してこれをデータ判別回路16、サンプル値抽出回路13及びビタビ復号器20に夫々供給する。データ判別回路16は、サンプル値系列(q)における各サンプル値のレベルが、-0.5未満であるか、もしくは0.5以上である場合にデータ判別信号を発生してこれをタイミング発生回路14に供給する。タイミング発生回路14は、かかるデータ判別信号に応じて所定パルス幅のタイミング信号(t)を発生し、これをサンプル値抽出回路13に供給する。

10

【0035】サンプル値抽出回路13は、A/D変換器10から連続して供給されてくるサンプル値系列(q)の内、上記タイミング信号(t)の発生期間内に得られた各サンプル値を抽出し、これを振幅検出用サンプル値(s)として振幅値検出回路15に供給する。振幅値検出回路15は、かかる振幅検出用サンプル値(s)の内、そのレベルが0.5以上である振幅検出用サンプル値と、-0.5未満である振幅検出用サンプル値との減算結果により振幅値を求めてこれを振幅信号(r)として乗算回路24に供給する。予測値メモリ30には、サンプル値系列(q)の各サンプル値として取り得る理想的な値(ノイズ等の影響を受けない場合に得られる値)としての複数の予測サンプル値が予め記憶されており、これら予測サンプル値の各々が乗算回路24に夫々供給される。乗算回路24は、予測値メモリ30に記憶されている全ての予測サンプル値の各々に一律に上述の振幅信号(r)を乗算した振幅補正予測サンプル値を得てこれらをビタビ復号器20に供給する。尚、ビタビ復号器20は、図3にて示されるが如き構成と同一構成である。

【0036】次に、かかる構成における動作を図13を参照しつつ説明する。先ず、A/D変換器10にて得られる理想的なサンプル値系列(q)の取り得る値は{-1, 0, 1}の3つであるので、かかる値の各々が予測サンプル値として予測値メモリ30に記憶されている。ここで、図13に示されるが如く、読取信号(p)に時間経過に応じて振幅変動が生じると、A/D変換器10にて得られるサンプル値系列(q)における各サンプル値もかかる振幅変動に応じたものとなる。この際、サンプル値抽出回路13及び振幅値検出回路15は、A/D変換器10にて得られたサンプル値系列(q)の各サンプル値の内、そのレベルが0.5以上であるか、もしくは-0.5未満であるサンプル値を抽出して、これらに基づいて振幅値を求めこの振幅値に応じた振幅信号(r)を乗算回路24に供給する。よって、乗算回路24からは、3つの予測サンプル値{-1, 0, 1}の各々にかかる振幅信号(r)を一律に乗算した振幅補正予測サンプル値が図13の如く出力されるのである。

【0037】ビタビ復号器20内のブランチメトリック演算回路21は、かかる乗算回路24から供給された振幅補正予測サンプル値とサンプル値系列(q)との2乗誤差、すなわち{[サンプル値系列(q)] - [振幅補正予測サンプル値]}²をブランチメトリック信号としてパスメトリック演算回路22に供給する。この際、振幅値検出回路15にて検出された振幅値をRとすると、かかるブランチメトリック演算回路21にて生成されるブランチメトリック信号は、

【0038】

【数1】

50

11

$$\{ [\text{サンプル値系列}(q)] - [\text{予測サンプル値}] \cdot R \}^2 \\ = R^2 \cdot \{ [\text{サンプル値系列}(q)] / R - [\text{予測サンプル値}] \}^2 \dots (1)$$

と表すことが出来る。

【0039】一方、図5に示されるが如き構成においては、除算回路11により、サンプル値系列(q)からこの振幅値Rが除算された値がピタビ復号器20に供給さ*

$$\{ [\text{サンプル値系列}(q)] / R - [\text{予測サンプル値}] \}^2 \dots (2)$$

となる。

【0041】よって、両式は係数として R^2 が異なることになる。ここで、前述した如く、ピタビ復号においては各バス毎に得られたブランチメトリック信号の累算加算値を大小比較して最小となるバスを求めることにより、確からしいデータ系列を復号するものである。従って、かかるブランチメトリック信号としては、上述の如き相対的大小比較を行えるものであれば良いので、上記式(1)及び(2)のどちらのブランチメトリックを用いても正常な復号処理が可能である。

【0042】以上の如く、図12の如き構成においても、図5に示されるが如き構成と同様に、サンプル値系列(q)における振幅変動を補正しつつピタビ復号を行うことが可能となるのである。尚、かかる図12の構成においては、乗算回路24により、検出された振幅値と予測サンプル値とを乗算して振幅補正予測サンプル値を得る構成としているが、かかる構成に限定されるものではない。例えば、この乗算回路24を用いずに、予め、生じ得る振幅変動による振幅値を予測サンプル値の各々に乗算したものを振幅補正予測サンプル値として作成しておき、これを予測値メモリに記憶しておいても良いのである。

【0043】図14は、かかる点に鑑みてなされた本第2の発明の他の実施例によるデジタル信号再生装置の構成を示す図である。尚、図14において図12と同一機能モジュールには同一符号が付されている。かかる図14において、アドレス生成回路25は、振幅値検出回路15から供給された振幅信号(r)に応じたアドレス信号を予測値メモリ30'に供給する。予測値メモリ30'は、供給されたアドレス信号に応じた振幅補正予測サンプル値の各々を記憶内容の中から読出してこれをピタビ復号器20に供給する。

【0044】図15は、予測値メモリ30'のメモリマップの一例を示す図である。ここで、サンプル値系列(q)として理想的に取り得る値を{-1, 0, 1}の3値とした場合に、これらが実際にサンプル値系列(q)として得られると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「2」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「3」を予測値メモリ30'に供給する。予測値メモリ30'は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である「-1」、「0」、「1」各々を振幅補正予測サンプル値としてブランチメトリック演算回路21に供給する。すなわち、サンプル

12

*れるので、そのブランチメトリック演算回路21にて生成されるブランチメトリック信号は、

【0040】

【数2】

値系列(q)における振幅値が正常値としての「2」である場合は{-1, 0, 1}の3値がそのまま振幅補正予測サンプル値としてブランチメトリック演算回路21に供給されるのである。又、サンプル値系列(q)に-10%の振幅変動が生じると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「1.8」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「1」を予測値メモリ30'に供給する。予測値メモリ30'は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である「-0.9」、「0」、「0.9」各々を振幅補正予測サンプル値としてブランチメトリック演算回路21に供給するのである。又、サンプル値系列(q)に+10%の振幅変動が生じると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「2.2」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「5」を予測値メモリ30'に供給する。予測値メモリ30'は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である「-1.1」、「0」、「1.1」各々を振幅補正予測サンプル値としてブランチメトリック演算回路21に供給するのである。

【0045】尚、上記実施例においては、予測サンプル値を予めメモリに記憶しておく構成としているが、かかるメモリを使用せずにこの予測サンプル値を発生する構成としても良い。例えば、伝送路としてのデジタル信号記録再生系の入出力関係が、

【0046】

$$[\text{数3}] Y(k) = C_0 \cdot X(k) + C_1 \cdot X(k-1) \dots (3)$$

ただし、 $X(k)$: k時点における入力値

$Y(k)$: k時点における出力値

C_0, C_1 : 伝送路係数

と表せる場合、かかるデジタル信号記録再生系は図16に示されるが如きFIR (Finite Impulse Response) フィルタと等価とみなすことが出来る。

【0047】かかる図16において、所定サンプル時点kにおける入力値 $X(k)$ が、1サンプル遅延回路60a及び乗算器60bに供給される。1サンプル遅延回路60aは、所定サンプル時点kよりも1サンプル時点前に供給された入力値 $X(k-1)$ を乗算器60cに供給する。加算器60dは上述の式(3)にて示されるが如く、乗算器60bにて得られた $C_0 \cdot X(k)$ と、乗算器60cにて得られた $C_1 \cdot X(k-1)$ とを加算した値をk時点における出力値 $Y(k)$ として出力する。

【0048】この際、かかる入力値が「-1」もしくは「1」の2値であるとする、 $\{X(k), X(k-1)\}$ の

如き系列として取り得る組み合わせは、 $\{-1, -1\}$ 、 $\{-1, 1\}$ 、 $\{1, -1\}$ 、 $\{1, 1\}$ の4通りである。よって、乗算器60b及び16cに供給される信号パターンは、上記4通りのパターンに限定される。従って、かかるデジタル信号記録再生系の出力として取り得る値、すなわち予測値は、図17に示されるが如き予測サンプル値発生回路にて求めることが出来るのである。

【0049】図17において、乗算器61b、乗算器61c及び加算器61dからなるFIRフィルタにより、上記入力値系列 $\{-1, -1\}$ における予測出力値 Y_1 が得られる。乗算器62b、乗算器62c及び加算器62dからなるFIRフィルタにより、上記入力値系列 $\{-1, 1\}$ における予測出力値 Y_2 が得られる。乗算器63b、乗算器63c及び加算器63dからなるFIRフィルタにより、上記入力値系列 $\{1, -1\}$ における予測出力値 Y_3 が得られる。乗算器64b、乗算器64c及び加算器64dからなるFIRフィルタにより、上記入力値系列 $\{1, 1\}$ における予測出力値 Y_4 が得られる。

【0050】この際、かかる図17における実施例においては、そのFIRフィルタの入力信号が「-1」、「1」の固定値であるので、その構成は図18にて示される予測サンプル値発生回路60の如き構成に簡略化される。かかる図18において、反転回路65、66は伝送路係数 C_0 、 C_1 夫々の絶対値をそのままに、極性を反転する。この反転回路65、66は「-1」の乗算と同じ動作を行う。図18の如く、 $Y_1 = -C_0 - C_1$ 、 $Y_2 = -C_0 + C_1$ 、 $Y_3 = C_0 - C_1$ 、 $Y_4 = C_0 + C_1$ である。

【0051】図19は、かかる予測サンプル値発生回路60を用いて構成された本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置における他の構成例を示す図である。尚、図19において図12と同一機能モジュールには同一符号が付されている。かかる図19において、乗算回路26は、上述の如き伝送路係数としての C_1 と、振幅値検出回路15から供給された振幅信号(r)との乗算を行い、この乗算結果を振幅補正伝送路係数 C_1' としてこれを予測サンプル値発生回路60に供給する。乗算回路27は、上述の伝送路係数としての C_0 と、振幅値検出回路15から供給された振幅信号(r)との乗算を行い、この乗算結果を振幅補正伝送路係数 C_0' としてこれを予測サンプル値発生回路60に供給する。

【0052】予測サンプル値発生回路60は、予測サンプル値 Y_1 として $-C_0' - C_1'$ を、予測サンプル値 Y_2 として $-C_0' + C_1'$ を、予測サンプル値 Y_3 として $C_0' - C_1'$ を、予測サンプル値 Y_4 として $C_0' + C_1'$ を夫々ピタピ復号器20に供給する。かかる図19に示されるが如き構成によれば、予測サンプル値を記憶するためのメモリ(予測値メモリ30)が不要となり、構成を簡略化することができるのである。

【0053】尚、かかる図19の構成においては、乗算回路26及び27により、振幅補正伝送路係数 C_0' 及び C_1' を得る構成としているが、かかる構成に限定されるものではない。例えば、この乗算回路26及び27を用いずに、予め、生じ得る振幅変動による振幅値にかかる伝送路係数 C_0 及び C_1 の各々に乗算したものを振幅補正伝送路係数 C_0' 及び C_1' として作成しておき、これを係数メモリに記憶しておいても良いのである。

【0054】図20は、かかる点に鑑みてなされた本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置における他の構成例を示す図である。尚、図20においては、図19と同一機能モジュールには同一符号が付されている。かかる図20において、アドレス生成回路25は、振幅値検出回路15から供給された振幅信号(r)に応じたアドレス信号を係数メモリ28に供給する。かかる係数メモリ28は、供給されたアドレス信号に応じた振幅補正伝送路係数の各々を記憶内容の中から読出してこれを予測サンプル値発生回路60に供給する。

【0055】図21は、かかる係数メモリ28のメモリマップの一例を示す図である。ここで、サンプル値系列(q)として理想的に取り得る値を $\{-1, 0, 1\}$ の3値とした場合に、実際にこれらがサンプル値系列(q)として得られると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「2」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「3」を係数メモリ28に供給する。係数メモリ28は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である C_0 及び C_1 各々を振幅補正伝送路係数 C_0' 及び C_1' として予測サンプル値発生回路60に供給する。すなわち、サンプル値系列(q)における振幅値が正常値としての「2」である場合は伝送路係数としての C_0 及び C_1 がそのまま振幅補正伝送路係数として予測サンプル値発生回路60に供給されるのである。又、サンプル値系列(q)にて-10%の振幅変動が生じると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「1.8」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「1」を係数メモリ28に供給する。係数メモリ28は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である $0.9 \cdot C_0$ 及び $0.9 \cdot C_1$ 各々を振幅補正伝送路係数 C_0' 及び C_1' として予測サンプル値発生回路60に供給する。又、サンプル値系列(q)にて+10%の振幅変動が生じると、振幅値検出回路15にて検出される振幅値は「2.2」となる。この際、アドレス生成回路25はアドレス信号として「5」を係数メモリ28に供給する。係数メモリ28は、かかるアドレス信号に応じてその記憶内容である $1.1 \cdot C_0$ 及び $1.1 \cdot C_1$ 各々を振幅補正伝送路係数 C_0' 及び C_1' として予測サンプル値発生回路60に供給するのである。

【0056】

【発明の効果】以上の如く、本発明の第1の特徴によるデジタル信号再生装置は、記録媒体から読み取られた

読取信号をA/D変換してデジタルのサンプル値系列に変換し、かかるサンプル値系列中の最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求め、上記A/D変換されたサンプル値の各々を一律にこの振幅値で除算することにより振幅変動が補正された補正サンプル値を得る構成としている。

【0057】又、本発明の第2の特徴によるデジタル信号再生装置は、記録媒体から読み取られた読取信号をA/D変換してデジタルのサンプル値系列に変換し、かかるサンプル値系列中の最大レベルを有する最大サンプル値と最小レベルを有する最小サンプル値との減算結果に基づいて振幅値を求め、この振幅値をビタビ復号器における予測サンプル値の各々に一律に乗算したものを最終的な予測サンプル値としてビタビ復号器に供給する構成としている。

【0058】よって、本発明によれば、記録媒体からの情報再生における機械的な位置誤差、もしくは記録媒体の特性変動等の影響により読取信号に振幅変動が生じてしまっても、この振幅変動分を補正しつつビタビ復号を実行することが可能となるので、かかるビタビ復号における復号性能を劣化させることなくデジタル信号の再生を行うことが出来るのである。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来のデジタル信号再生装置の構成を示す図である。

【図2】読取信号(p)の波形の一例を示す図である。

【図3】ビタビ復号器20の内部構成を示す図である。

【図4】バスメモリ23の内部構成の一例を示す図である。

【図5】本発明第1の特徴によるデジタル信号再生装置の構成を示す図である。

【図6】光ディスク3の構成の一例を示す図である。

【図7】本発明第1の特徴のデジタル信号再生装置による動作波形を示す図である。

【図8】本発明第1の特徴のデジタル信号再生装置による動作波形を示す図である。

【図9】本発明第1の特徴のデジタル信号再生装置の

他の実施例による動作波形を示す図である。

【図10】本発明第1の特徴によるデジタル信号再生装置の他の実施例を示す図である。

【図11】本発明第1の特徴によるデジタル信号再生装置の他の実施例による動作波形を示す図である。

【図12】本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置の構成を示す図である。

【図13】本発明第2の特徴のデジタル信号再生装置による動作波形を示す図である。

【図14】本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置の他の実施例を示す図である。

【図15】予測値メモリ30'のメモリマップの一例を示す図である。

【図16】FIRフィルタの構成の一例を示す図である。

【図17】FIRフィルタによる予測サンプル値発生回路の一例を示す図である。

【図18】予測サンプル値発生回路60の一例を示す図である。

【図19】本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置の他の実施例を示す図である。

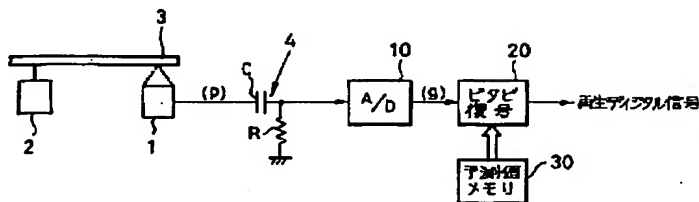
【図20】本発明第2の特徴によるデジタル信号再生装置の他の実施例を示す図である。

【図21】係数メモリ28のメモリマップの一例を示す図である。

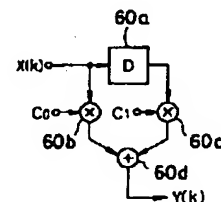
【主要部分の符号の説明】

- 11 除算回路
- 12 同期検出回路
- 13 サンプル値抽出回路
- 14 タイミング発生回路
- 15 振幅値検出回路
- 20 ビタビ復号器
- 21 ブランチメトリック演算回路
- 22 バスメトリック演算回路
- 23 バスメモリ
- 24 乗算回路
- 60 予測サンプル値発生回路

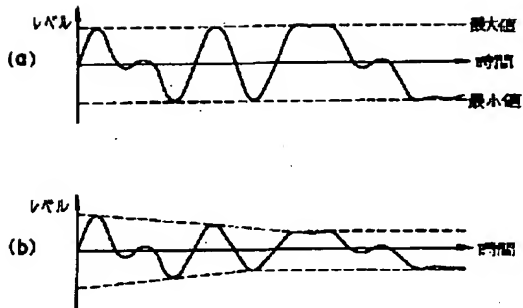
【図1】



【図16】



【図2】

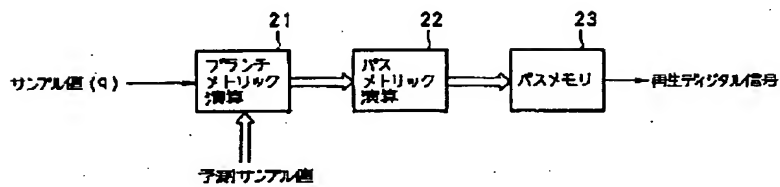


【図15】

振幅	アドレス	記憶データ		
		a	b	c
1.7	0	-0.85	0	0.85
1.8	1	-0.9	0	0.9
1.9	2	-0.95	0	0.95
2.0	3	-1	0	1
2.1	4	-1.05	0	1.05
2.2	5	-1.1	0	1.1
2.3	6	-1.15	0	1.15

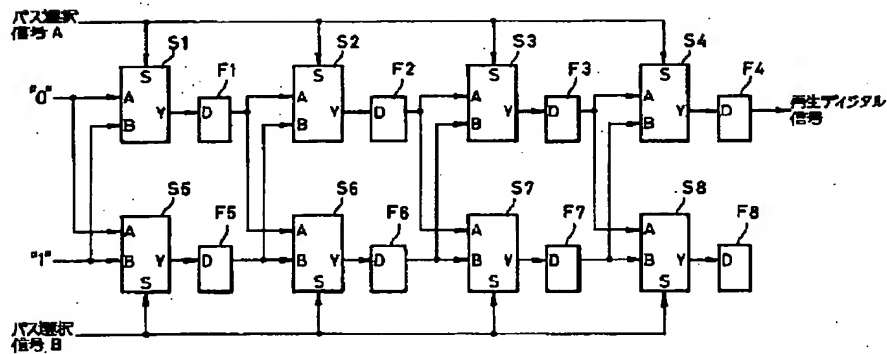
【図3】

20

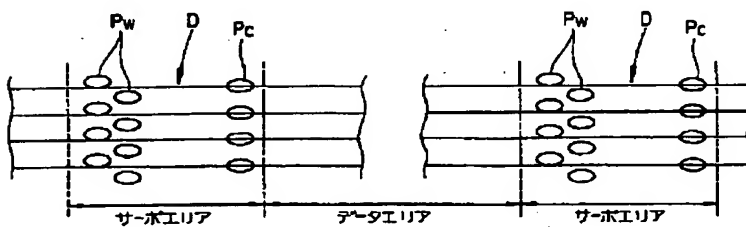


【図4】

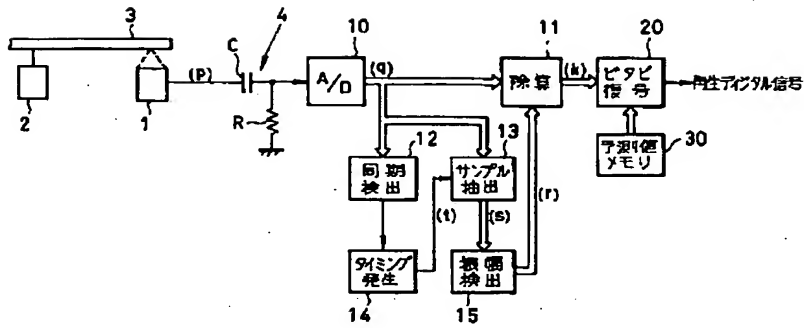
23



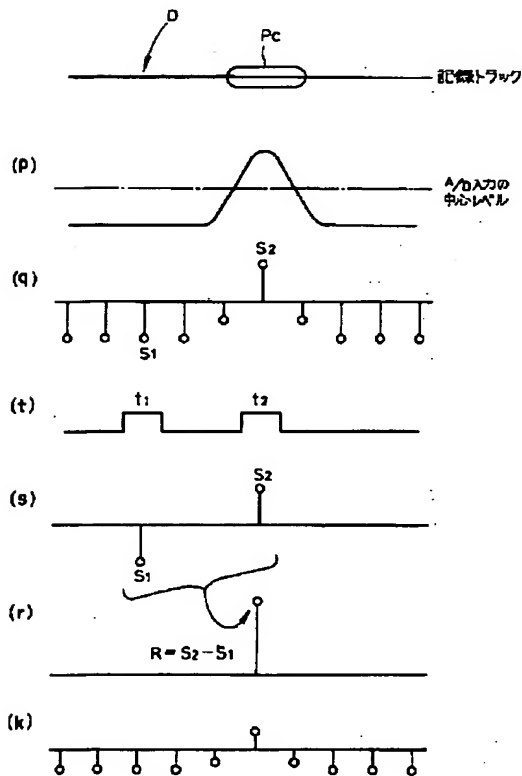
【図6】



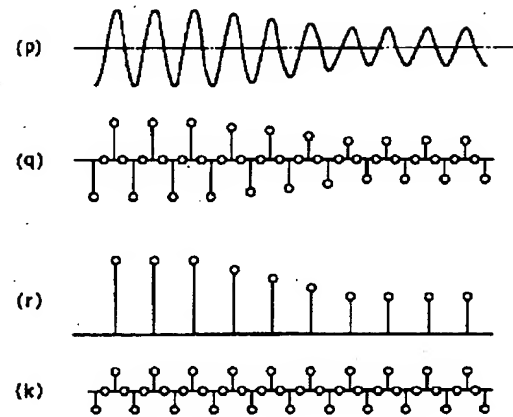
【図5】



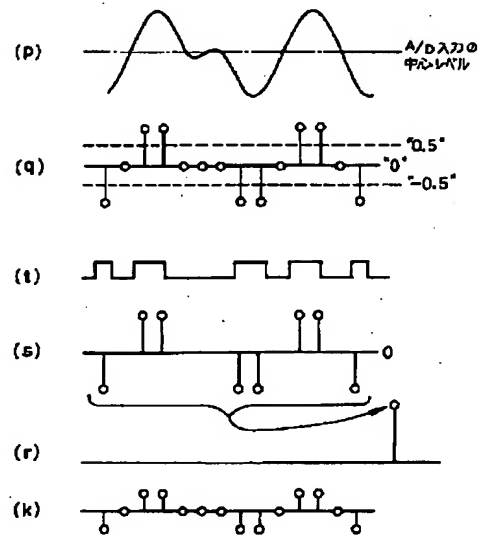
【図7】



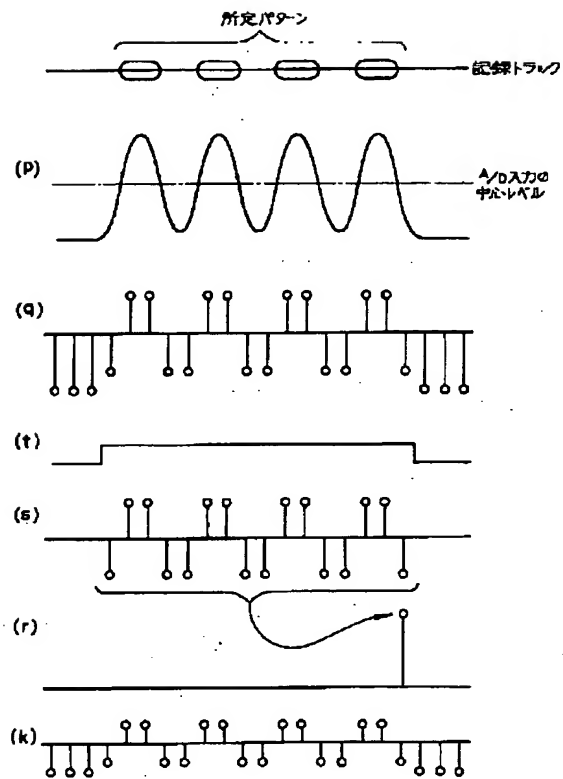
【図8】



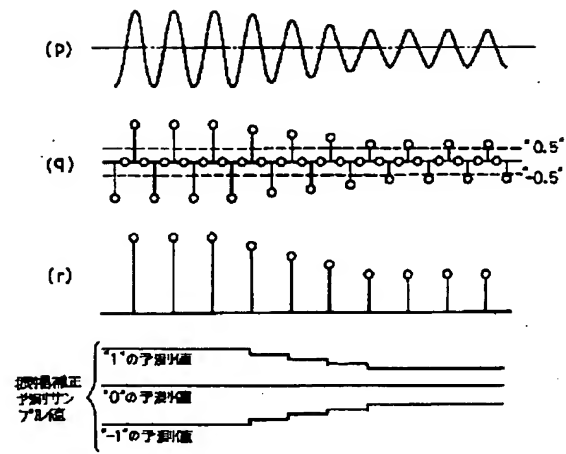
【図11】



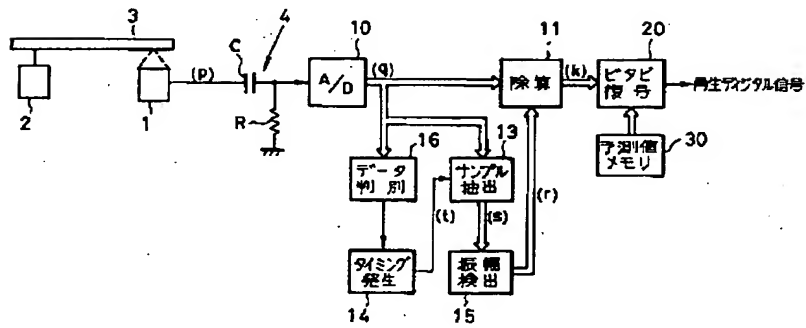
【図9】



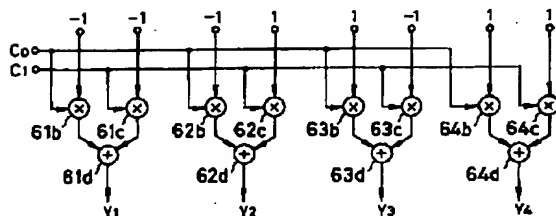
【図13】



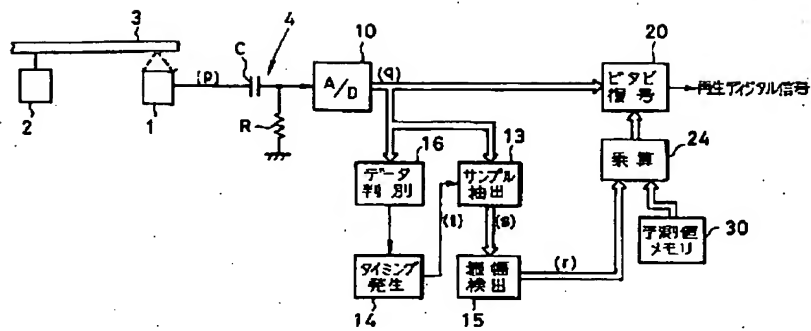
【図10】



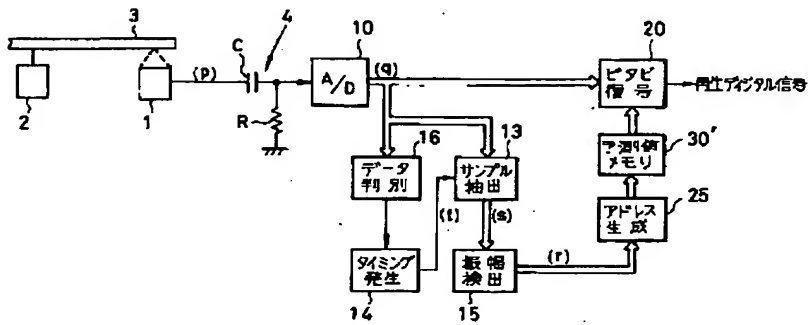
【図17】



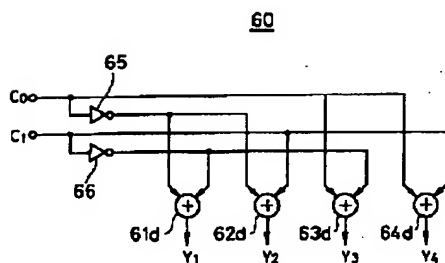
【図12】



【図14】



【図18】



【図21】

振幅	アドレス	記憶データ	
1.7	0	$0.85 \cdot C_0$	$0.85 \cdot C_1$
1.8	1	$0.9 \cdot C_0$	$0.9 \cdot C_1$
1.9	2	$0.95 \cdot C_0$	$0.95 \cdot C_1$
2.0	3	C_0	C_1
2.1	4	$1.05 \cdot C_0$	$1.05 \cdot C_1$
2.2	5	$1.1 \cdot C_0$	$1.1 \cdot C_1$
2.3	6	$1.15 \cdot C_0$	$1.15 \cdot C_1$

[illegible]

Figure 1 is a block diagram of a digital signal processing system. The system includes an input signal (P) from a sensor (1) connected to a resistor (R) and a capacitor (C). The signal passes through an A/D converter (10) to produce a digital signal (Q). This signal is then processed by a data discrimination unit (14), a sample extraction unit (13), and a data extraction unit (15). The output of the data extraction unit (R) is then processed by an address generation unit (25), a coefficient memory unit (28), and a data generation unit (60). The final output is a digital signal (S) from a digital-to-analog converter (20).